

拒絶理由通知書



特許出願の番号	特願2006-239231
起案日	平成19年 3月19日
特許庁審査官	彦田 克文 9182 5K00
特許出願人代理人	青山 葆(外 3名) 様
適用条文	第29条第2項

この出願は、次の理由によって拒絶をすべきものである。これについて意見があれば、この通知書の発送の日から60日以内に意見書を提出して下さい。

理 由

この出願の下記の請求項に係る発明は、その出願前日本国内または外国において頒布された下記の特許公報に記載された発明に基づいて、その出願前にその発明の属する技術の分野における通常の知識を有する者が容易に発明をすることができたものであるから、特許法第29条第2項の規定により特許を受けることができない。

記

<刊行物一覧>

1. 特開平3-13145号公報 ✓
- ② 2. 特開平2-278940号公報
3. 特開昭60-24753号公報

・請求項1について：対応する刊行物は1-3

(備考)

刊行物1の第2図(a)と説明文(本文第3頁左上欄第20行～右下欄第5行)には、次のような発明が記載されている。

データ列(「第1の信号列」～「第3の信号列」のこと。)と、該データ列を復調するために必要な復調情報(「変調方式情報信号」)とを多重化し(第3頁右上欄第9行～第14行の記載を参照。「切替多重化回路11」がこの多重化の操作を行っている。)、選択された変調方式により多重化されたデータを変調し(「変調方式可変変調回路12」の機能を参照。)、この変調信号を送信する送信装置。

本願請求項1に係る発明と刊行物1に記載されたこの発明とを比較すると、両

者には以下に挙げるような相違点が認められる。

(相違点1) 本願請求項1に係る発明では、「データ列」や「復調情報」に「スクランブル処理」を施すのに対し、刊行物1にはそのような記載はない点。

(相違点2) 本願請求項1に係る発明では、「データ列」に対する変調には多値数の比較的大きい変調方式を用い、「復調情報」には多値数の比較的小さい変調方式を用いる構成が採用されているが、刊行物1にはそのような記載はない点。

(刊行物1記載の発明では、データ列と復調情報は、ともに同じ変調方式で変調されているものと認められる。)

次に上記各相違点について検討を行う。

(相違点1について)

刊行物2の第1図(a)と説明文(第1頁右下欄第11行～第15行)にも記載されているように、変調前の送信データにスクランブル処理を施すこと(「エンコード6」はスクランブル機能を有している。)は周知技術である。

そしてこの周知技術を刊行物1記載の上記発明に適用することに、格別な困難性は認められない。

(相違点2について)

刊行物3の第2図と説明文(第2頁右上欄第15行～左下欄第2行、および、第3頁右上欄第7行～右下欄第6行)にも記載されているように、重要度の低いデータを多値数の大きい変調方式により変調し、重要度の高いデータを多値数の小さい変調方式により変調することは周知技術である。

また、刊行物1記載の上記発明において、復調情報(「変調方式情報信号」)の重要度の方が、データ列(「第1の信号列」～「第3の信号列」)の重要度よりも高いことは、当業者にとって自明な事項であると認められる。

したがって、刊行物1記載の上記発明に刊行物3に記載された上記周知技術を適用すること(すなわち、刊行物1記載の上記発明において、データ列に対する変調に多値数の比較的大きな変調方式を用い、復調情報に対する変調には多値数の比較的小さい変調方式を用いる構成を採用すること)に、格別な困難性は認められない。

以上の検討結果により、本願請求項1に係る発明は、刊行物1に記載された発明と、刊行物2、3に記載された各周知技術とに基づき、当業者が容易に発明をすることができたものと認められる。

(備考)

本願請求項2-4に記載された技術事項は、いずれも、設計的事項に過ぎないものと認められる。

・請求項5について：対応する刊行物は1-3

(備考)

刊行物1の第2図(b)と説明文(本文第3頁左上欄第20行～右下欄第5行)には、次のような発明が記載されている。

受信信号に含まれる復調情報(「変調方式情報信号」)を取り出し、その復調情報に基づいて、受信信号に含まれるその他のデータ列(「第1の信号列」～「第3の信号列」)に対応する変調信号を復調する受信装置。

本願請求項5に係る発明と刊行物1に記載されたこの発明とを比較すると、両者には以下に挙げるような相違点が認められる。

(相違点1) 本願請求項5に係る発明は「デスクランブル部」を備えているのに対し、刊行物1にはそのような記載はない点。

(相違点2) 本願請求項5に係る発明では、受信信号に含まれるデータ列には、多値数の比較的大きな変調方式による変調が施され、受信信号に含まれる復調情報には、多値数の比較的小さな変調方式による変調が施されており、かつこれに呼応し、本願請求項5に係る受信装置では、復調情報に対応する変調信号を多値数の小さい復調方式によって復調し、データ列に対応する変調信号を多値数の大きい復調方式によって復調する構成が採用されている。しかし、刊行物1にはそのような記載はない点。

次に上記各相違点について検討を行う。

(相違点1について)

刊行物2の第1図(b)と説明文(第2頁左上欄第10行～第16行)にも記載されているように、受信装置内にデスクランブル機能を有する手段(「デコーダ19」)を設けることは周知技術である。

そしてこの周知技術を刊行物1記載の上記発明に適用することに、格別な困難性は認められない。

(相違点2について)

刊行物3の第2図と説明文(第2頁右上欄第15行～左下欄第2行、および、第3頁右上欄第7行～右下欄第6行)にも記載されているように、送信装置にお

いて、データの重要度に応じて変調方式の多値数を切り替えること、かつこれに呼応して、受信装置において、受信信号に含まれる重要度の高いデータに対応する変調信号を多値数の小さい復調方式によって復調し、重要度の低いデータに対応する変調信号を多値数の大きい復調方式によって復調する構成を採用することは周知技術である。

また、刊行物1記載の上記発明において、データ列を復調するために必要な復調情報が、データ列よりも重要なデータであることは、当業者にとって自明な事項であると認められる。

したがって、刊行物1記載の上記発明に刊行物3に記載された上記周知技術を適用すること（すなわち、刊行物1記載の上記受信装置への送信信号として、伝送しようとするデータの重要度に応じ変調方式〔多値数〕が切り替えられる信号を採用し、そして、それに呼応し、刊行物1記載の受信装置において、データ列に対応する変調信号を多値数の大きい復調方式によって復調し、復調情報に対応する変調信号を多値数の小さい復調方式によって復調する構成を採用すること）に、格別な困難性は認められない。

以上の検討結果により、本願請求項1に係る発明は、刊行物1に記載された発明と、刊行物2、3に記載された各周知技術とに基づき、当業者が容易に発明をすることができたものと認められる。

- ・請求項6－8：刊行物は1－3
(備考)

本願請求項6－8に記載された技術事項は、いずれも、設計的事項に過ぎないものと認められる。

- ・請求項9：刊行物は1－3
(備考)

請求項9に係る発明は、本質的に請求項1に係る発明と同一内容であると認められるので、本願請求項1に係る発明と同様、刊行物1に記載された発明と、刊行物2、3に記載された各周知技術とに基づき、当業者が容易に発明をすることができたものと認められる。

- ・請求項10－12：刊行物は1－3
(備考)

本願請求項10－12に記載された技術事項は、いずれも、設計的事項に過ぎないものと認められる。

- ・請求項13：刊行物は1－3
(備考)

請求項 1 3に係る発明は、本質的に請求項 5に係る発明と同一内容であると認められるので、本願請求項 5に係る発明と同様、刊行物 1に記載された発明と、刊行物 2、3に記載された各周知技術とに基づき、当業者が容易に発明をすることができたものと認められる。

・請求項 1 4－1 6：刊行物は 1－3
(備考)

本願請求項 1 4－1 6に記載された技術事項は、いずれも、設計的事項に過ぎないものと認められる。

拒絶の理由が新たに発見された場合には拒絶の理由が通知される。

○特許請求の範囲や明細書の記載を補正する場合には新規事項の追加とならないよう十分に注意されたい。また、補正の根拠（補正によって加わった技術事項が、出願当初の明細書のどの箇所に記載されていたかということ）を、意見書において明確に提示されたい。

○補正後の請求項と補正前の請求項との対応関係を意見書で明示されたい。（例えば「補正後の請求項 1 は補正前の請求項 3 に対応し、補正後の請求項 2 は補正前の請求項 4 に対応し・・・」などというように。）

先行技術文献調査結果の記録

・調査した分野 I P C 第 7 版
H 0 4 L 2 7 / 0 0

・先行技術文献

○特開平 2－1 4 6 8 4 6 号公報（第 1 図～第 3 図と説明文を参照。送信データと、該送信データの変調方式〔変調多値数〕を受信側に通知するための情報である「伝送速度情報」とを多重化して送信する技術が記載されている。すなわち、刊行物 1 と同様な内容が記載された先行文献である。）

○特開平 1－1 2 2 2 4 1 号公報（第 1 図の「制御線 L」の機能を参照。変調方式〔変調多値数〕を送信側に通知する技術が記載されている。刊行物 1 に準ずる内容が記載された先行文献である。）

○特開平 3－6 0 2 5 1 号公報（第 1 図参照。変調方式が可変な送信装置に関する一般的技術水準を示す文献である。）

整理番号:2047980175 発送番号:139546 発送日:平成19年 3月27日 6/E

この先行技術文献調査結果の記録は、拒絶理由を構成するものではない。

JP 60-24753

SPECIFICATION

1. TITLE OF THE INVENTION

MUTING CIRCUIT

2. CLAIMS

(1) A sound signal muting circuit of a digital communication device comprising a carrier regenerator circuit to regenerate a carrier from a modulated wave signal modulated by a digital signal, a multiplying circuit to multiply the carrier regenerated in the circuit with the modulated wave signal, a low-pass filter connected to the output of the multiplying circuit, a zero cross discrimination circuit to convert the output signal of the low-pass filter to 2-value signal, a decoder circuit to decode a digital data from the output of the discrimination circuit, a digital/analog converter circuit connected to the output of the decoder circuit, a switch circuit connected between the output end of the digital/analog converter circuit and output terminal, an amplitude discrimination circuit to identify the amplitude of the output signal of the low-pass filter, and an integrator circuit connected to the discrimination circuit, characterized in that the switch circuit is opened or closed by the output of the integrator circuit.

3. DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

Industrial Field of Utilization

The present invention relates to a muting circuit of a sound signal in a digital communication device of a sound using a carrier wave.

Related Art

A digital communication method of a sound includes a PCM subcarrier method disclosed in "Report for sound signal in 12GHz band satellite broadcasting" (Telecommunications Technology Council in fourth Committee in November, 1982). According to the above method, as shown in Fig. 1(a) and (b), sound signals inputted to sound input terminals (1), (2), (3) and (4) are converted to digital signals by an A/D converter (5) and then encoded by an encoder (6) including an error corrector circuit, a scramble circuit and the like. The coded signal is converted to a subcarrier signal by a 4 phase DPSK (Differential Phase Shift Keying) circuit (7) and then mixed with a video signal inputted from a video signal input terminal (8) and converted to a FM signal by a frequency converter (9). This FM signal is sent from a parabolic antennal (11) by a transmitter (10) in a 12GHz band as an electric wave. The electric wave sent from the parabolic antenna is received by a receiver through a broadcast satellite (12).

On the receiver side, the electric wave is received by a receiving parabolic antenna (13) and then supplied to a receiver (14) in a 12GHz band and applied to an FM demodulator (15) as a middle frequency signal. The signal demodulated by the demodulator is divided into a video signal and 4 phase DPSK subcarrier signal and outputted from the output terminals (17) and (16), respectively. The subcarrier signal is further demodulated by a 4 phase DPSK demodulator circuit (18) and returned to a digital signal in a base band and returned to the original sound signal through a decoder (19) including a descramble circuit, an error corrector circuit and the like and a

D/A converter circuit (20) and outputted from audio output terminals (21), (22), (23) and (24).

According to the above audio digital communication method, there is a problem with a digital data error after the 4 phase DPSK demodulation due to the lowering of S/N (Signal/Noise) in the subcarrier after the FM demodulation caused by the lowering of the received carrier signal level. The data error can be corrected to some extent by the error correction circuit of the decoder (19) in Fig. 1(b). However, when the data error is frequently generated, correction error is frequently generated and a very loud noise is generated in the sound signal. Since the noise reaches the maximum output level of the sound signal and very harmful in hearing, as measures against it, an output sound signal is suppressed by a muting circuit in general. This will be briefly described with reference to Fig. 2. The digital data demodulated by the 4 phase DPSK demodulator circuit (18) is inputted to the decoder surrounded by a broken line. In the decoder (19), a synchronous signal in the data is detected every frame by a synchronous detector circuit (25) and the scrambled state of data is descrambled by a descramble circuit (26) and then inputted to an error corrector circuit (27) and an error detector circuit (28). The data error is detected by the error detector circuit (28) and the correction is made by the error corrector circuit (27) by the detected signal and when the data error is frequently generated, the sound signal outputted from the D/A converter (20) through the error corrector circuit (27) and a data extractor circuit (29) is cut off by switches (30), (31), (32) and (33) controlled by the error detector circuit (28) and its outputted state is made to be a no-signal state by the audio output terminals

(21), (22), (23) and (24). In addition, it is assumed that the error detector circuit is provided with both error detection function at each time and error frequency detection function in a certain time.

According to the above constitution, when the data error is frequently generated, since the outputted sound signal is cut off by the output terminal, the acoustically harmful loud noise can be avoided. However, when the error frequency is further increased, that is, when it is difficult to detect the synchronous signal by the synchronous detector circuit (25), for example, a detection error is generated in the error detector circuit (28) and accordingly an error is generated in the operation of the switches (30), (31), (32) and (33) operated by the error detection signal, so that the loud noise could be outputted to the audio output terminals (21), (22), (23) and (24).

Object

In order to solve such problems, an object of the present invention is to provide a muting circuit of a voice output signal that can prevent a sound signal from being outputted to an output terminal without any error operation even in a bad receiving condition in which error frequency is extremely high.

Constitution

According to the present invention, it is constituted such that an accurate muting operation signal is provided by detecting a receiving condition in the 4 phase DPSK demodulator circuit (18) shown in Fig. 2

instead of the method of operating the muting circuit by the error detection signal of the error detector circuit (28) in the decoder (19) shown in Fig. 2.

Embodiment

One embodiment of the present invention will be described with reference to Fig. 3. A 4 phase DPSK signal from an input terminal (16) is inputted in a 4 phase DPSK demodulator circuit (18) surrounded by a broken line. First, the 4 phase DPSK signal is inputted to a carrier regenerator circuit (41) and two kinds of carriers with a phase of $+\pi/2$ and $-\pi/2$ are regenerated in the circuit. The regenerated carriers are multiplied by the 4 phase DPSK signal in multiplying machines (34) and (37), respectively. Double components of the carrier and a carrier frequency of the carrier multiplied signals are removed by low-pass filters (35) and (38) and then identified by a zero cross discriminations (36) and (39), so that they are converted to 2-value signals. The original data is regenerated from this two kinds of 2-value signals by a data regenerator circuit (Code Regenerator Circuit) (40). A bit clock at this time is regenerated by a timing regenerator circuit (Retiming Circuit) (12) in response to the output signal of the zero cross discrimination (39). The digital data is inputted to a decoder (19) similar to the above example and then it is restored to a sound signal by a D/A converter circuit (20) and outputted from output terminals (21), (22), (23) and (24) through switches (30), (31), (32) and (33). The switches (30), (31), (32) and (33) are muting switches for the sound signal and they are constituted such that they are opened or closed by a signal that is provided by smoothing the output signal of an amplitude discrimination circuit (43)

for identifying the amplitude of the signal outputted from the low-pass filter (38), in an integrator circuit (44).

The muting operation according to the present invention will be further described with reference to Fig. 4. When the phase relation between the carrier in the multiplying machine (37) shown in Fig. 3 and the 4 phase DPSK signal is normal, that is, it is $\pi/4$, the multiplied signal after passed through the low-pass filter (38) has a waveform shown in Fig. 4(a) and its amplitude is an approximately constant value (V_h). That is, when it is assumed that the 4 phase DPSK signal is $S(t)$, the carrier signal having the phase relation of $\pi/4$ with that signal is $C(t)$ and these signals are represented by formulas (1) and (2), respectively, their multiplied result is represented by formula (3). In addition, ω and c designate a carrier frequency and ℓ designates a 4 phase state of 0, 1, 2, and 3.

$$S(t) = A \cos(\omega c t + \ell \pi / 2) \quad \text{--- (1)}$$

$$C(t) = B \cos(\omega c t + \pi / 4) \quad \text{--- (2)}$$

$$S(t) \cdot C(t) = \{A \cos(\omega c t + \ell \pi / 2)\} \{B \cos(\omega c t + \pi / 4)\} = \frac{1}{2} AB \{ \cos(2\omega c t + \frac{\ell-1}{4}\pi) + \cos(\frac{\ell+1}{4}\pi) \} \quad \text{--- (3)}$$

When double component of the carrier frequency in the formula (3) is removed, its result is represented by formula (4).

$$S(t) \cdot C(t) = \frac{1}{2} AB \cos \frac{\ell+1}{4} \pi \quad \text{--- (4)}$$

When it is assigned such that $A=B=1$ and $\ell=0, 1, 2$ and 3 , the amplitude of the signal represented by the formula (4) is $1/\sqrt{2}$. That is, the above (V_h) is $1/\sqrt{2}$.

Meanwhile, when the phase of the carrier signal is $\pi/2$ with respect to the 4 phase DPSK signal, its result is represented by formula (5) by the

similar calculation.

$$S(t) \cdot C(t) = (A \cos(\omega_c t + \ell\pi/2)) (B \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2})) - \frac{1}{2} AB (\cos(2\omega_c t + \frac{\ell+1}{2}\pi) + \cos \frac{\ell-1}{2}\pi) \quad (5)$$

In the formula (5), when double component of the carrier is removed and then it is assigned such that $A=B=1$ and $\ell=0, 1, 2$ and 3 , the amplitude of the signal represented by the formula (5) is 1 . The output signal of the low-pass filter (38) in this phase state is shown in Fig. 4(b). That is, the amplitude V_h' is 1 .

In addition, the state shown in Fig. 4(b) is generated due to the phase shift of the regenerated carriers in a carrier regenerator circuit (41) in Fig. 3 and the phase shift causes the S/N of the 4 phase DPSK signal to be lowered due to the deterioration of the receiving condition, so that the phase lock in the carrier regenerator circuit (41) becomes off. In a receiver using the 4 phase DPSK, the error caused by this state generates vary loud noise. Therefore, when the switches (30), (31), (32) and (33) are opened by detecting the variation of the demodulated signal amplitude due to the phase shift, the aforementioned noise can be avoided. In a real operation, since the signal shown in Fig. 4(b) is not generated all the time and the signals shown in Figs. 4(a) and (b) and a signal having the middle amplitude between them are generated, a threshold V_t of the amplitude discrimination (43) shown in Fig. 3 is preferably set to a value shown in the next formula.

$$V_h < V_t < V_h' \quad (6)$$

In addition, the input signal to the amplitude discrimination (43) is the output of the low-pass filter (38) in Fig. 3. That is, it is needless to say that

this may be the output of the low-pass filter (35). In addition, the present invention has been described by the phase modulation method of the 4 phases, but it can be applied to the case of 2 phases.

Effect

According to the present invention, when the phase lock becomes off in the carrier regenerator circuit, the unlocked state of the phase is detected and the sound signal is cut off by the muting circuit. In the normal digital communication method, the carrier regenerator circuit does not operate normally when the S/N deteriorates due to the lowering of the reception signal level and the abnormal operating condition generates a loud noise in the sound signal after demodulated. However, according to the muting circuit of the sound signal of the present invention, even when the receiving condition extremely deteriorates, acoustically harmful loud noise can be completely avoided.

4. BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Fig. 1 is a block circuit diagram to explain a digital communication method of sound, Fig. 2 shows a conventional example of a muting method of a sound signal, Fig. 3 is a block circuit diagram showing a muting circuit of a sound signal according to the present invention, and Fig. 4 is a view to explain the operation of the present invention.

(16) ... input terminal, (34), (37) ... multiplying circuit, (35), (38) ... LPF, (36), (39) ... zero cross discrimination circuit, (40) ... data regenerator circuit, (41) ... carrier regenerator circuit, (42) ... timing regenerator circuit,

JP60-24753

(43) ... amplitude discrimination circuit, (44) ... integrator circuit.

MUTING CIRCUIT

Publication number: JP60024753

Publication date: 1985-02-07

Inventor: SATOU KENICHI

Applicant: SANYO ELECTRIC CO

Classification:

- International: H04B1/10; H03G3/34; H04B14/04; H04L27/18; H04L27/22;
H04L27/227; H04L27/18; H04B1/10; H03G3/34; H04B14/04;
H04L27/18; H04L27/22; H04L27/227; H04L27/18; (IPC1-7):
H04B14/04; H04L27/18; H04L27/22

- European: H03G3/34; H04L27/227C

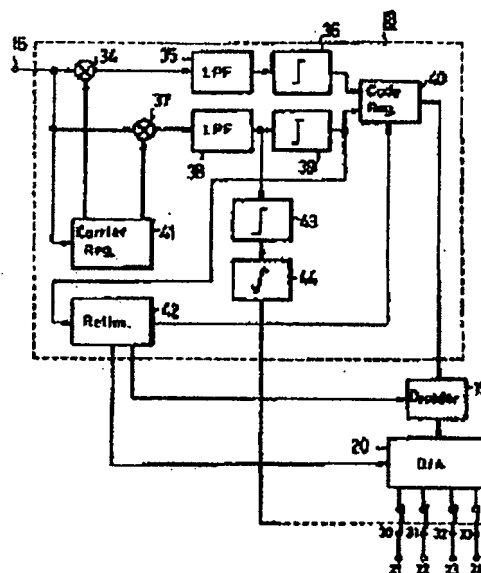
Application number: JP19830132382 19830719

Priority number(s): JP19830132382 19830719

Report a data error here

Abstract of JP60024753

PURPOSE: To cut off sound signals by obtaining precise muting action signals by detecting the receiving conditions in 4 phase DPSK demodulation circuit, in the voice digital stransmitter using carriers. **CONSTITUTION:** The 4 phase DPSK signals from an input terminal 16 are inputted in a demodulation circuit 18, also in a carrier regenerative circuit 41, and two kinds of carriers with a phase of $\pi/62$ or $-\pi/2$ will generate. After these carriers are multiplied with input signals by multiplying machines 34, 37, carrier components are removed by filters 35, 38 changed into 2-value signals, and digital signals are regenerated. The digital signals are restored to voice signals by a D/A conversion circuit via a decoder 19, and inputted via muting switches 30 to 33. The signals outputted from the low-pass filter 38 are identified in amplitude by an amplitude discrimination circuit 43, the signals outputted through an integrator 44 represent changes in demodulation signals amplitude generated by phase distortion. Under this condition, errors occur and therefore the muting switches 30 to 33 are turned off because of making a big noise.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

⑬ 日本国特許庁 (JP)
⑭ 公開特許公報 (A)

⑮ 特許出願公開
昭60—24753

⑯ Int. Cl.⁴
H 04 L 27/22
H 04 B 14/04
H 04 L 27/18

識別記号

庁内整理番号
Z 7240—5K
7830—5K
A 7240—5K

⑰ 公開 昭和60年(1985)2月7日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑱ ミューティング回路

⑲ 特 願 昭58—132382
⑳ 出 願 昭58(1983)7月19日
㉑ 発 明 者 佐藤憲一

守口市京阪本通2丁目18番地三
洋電機株式会社内
㉒ 出 願 人 三洋電機株式会社
守口市京阪本通2丁目18番地
㉓ 代 理 人 弁理士 佐野静夫

明 細 書

1. 発明の名称 ミューティング回路

2. 特許請求の範囲

(1) デジタル信号により変調された被変調波信号からキャリアを再生する為のキャリア再生回路と、該回路により再生されたキャリアと被変調波信号を乗算する為の乗算回路と、該乗算回路の出力に接続されたローパスフィルタと、該ローパスフィルタの出力信号を2値信号に変換する為のゼロクロス識別回路と、該識別回路の出力を受けてデジタルデータを復号する為の復号回路と、該復号回路の出力に接続されたデジタル・アナログ変換回路と、該デジタル・アナログ変換回路の出力端と出力端子間に接続されるスイッチ回路と、前記ローパスフィルタの出力信号の振幅を識別する為の振幅識別回路と、該識別回路に接続される積分回路とを備え、前記積分回路の出力により前記スイッチ回路を開閉制御することとを特徴とするデジタル通信装置の音声信号ミューティング回路。

3. 発明の詳細な説明

(1) 産業上の利用分野

本発明は搬送波を利用した音声のデジタル通信装置に於ける音声信号のミューティング回路に関する。

(2) 従来技術

音声のデジタル通信方式としては、例えば「12GHz帯衛星放送における音声信号に対する特許」(電技審第4部会 1982年11月)に示されたPCM副搬送波方式があり、該方式は第1図(a)(b)に示されるように、音声入力端子(1)(2)(3)(4)に入力された音声信号をA/D変換器(5)によりデジタル信号に変換した後、誤り訂正回路、スクランブル回路等から成るエンコーダ(6)によりコード化する。コード化された信号は、4相DPBK(4相Differential Phase Shift Keying)回路(7)により副搬送波信号に変換された後、映像信号入力端子(8)より入力された映像信号と加え合わされ、周波数変調器(9)によりFM信号に変換される。このFM信号は12GHz帯

の送信機10により電波として、パラボラアンテナ11より送出される。該パラボラアンテナ11より送出される電波は放送衛星12を介して受信機で受信される。

受信側では受信用パラボラアンテナ13で受信された後、12GHz帯の受信機14に供給され、中間周波信号として、FM復調器15に印加される。該復調器により復調された信号は映像信号と4相DPSKの副搬送波信号とに分離され、それぞれ出力端子17、および18より出力される。副搬送波信号については、さらに4相DPSK復調回路19により復調され、ベースバンドのデジタル信号に戻された後、ディスクランブル回路、誤り訂正回路等からなるデコーダ20、そしてD/A変換回路21を通じて元の音声信号に戻され、音声出力端子22、23より出力される。

さて、斯かる音声のデジタル通信方式では、受信副搬送波信号レベルの低下に伴うFM復調後の副搬送波でのS/N(信号対雑音比)低下の為、4相DPSK復調後のデジタルデータ誤りが問

題となる。該データ誤りは第1図(b)に於けるデコーダ20の誤り訂正回路で成る程度の訂正が可能ではあるが、データ誤りの頻度が増大した場合、訂正もれが多発し、音声信号に強大な雑音が発生する。該雑音は音声信号の最大出力レベルにまで通ずる為、聴感上極めて有害であり、斯かる対策として、通常、ミューテイング回路による出力音声信号の抑圧が行なわれる。これを第2図によって簡単に説明する。4相DPSK復調回路19により復調されたデジタルデータは破線内24で示されるデコーダ25に入力される。デコーダ25では、まず、同期検出回路26によりデータに於けるフレームごとの同期信号が検出され、ディスクランブル回路27によりデータのスクランブル状態が解かれた後、誤り訂正回路28及び誤り検出回路29に入力される。データ誤りは該誤り検出回路29により検出され、該検出信号により誤り訂正回路28で訂正動作が行なわれると共に、データ誤りの頻度が大きい場合には、誤り訂正回路28およびデータ抜き出し回路30を経て、D/A変換器21より出力される音声信

号を、誤り検出回路29により制御されるスイッチ31、32により遮断し、音声出力端子22、23での出力状態を無信号状態にする。尚、前記誤り検出回路29は瞬時瞬時の誤り検出機能と一定時間内の誤り頻度検出機能とを両方備えているものとする。

斯かる構成によれば、データ誤りの頻度が大きくなった場合、出力音声信号が出力端子で遮断される為、聴感上有害な強大雑音を避けることが可能となる。しかし、誤り頻度が更に増大する受信状態、例えば同期検出回路26での同期信号検出さえ困難な状態となった場合は、誤り検出回路27での検出誤りが生じ、従って該誤り検出信号により動作するスイッチ31、32の動作にも誤りが生じる為、強大雑音が音声出力端子22、23に出力される可能性がでてくる。

(イ) 目的

本発明は斯かる問題を解決するべく、誤り頻度が極めて多い受信状態に於いても誤動作することなく、出力端子への音声信号の遮断を可能にす

る所謂音声出力信号のミューテイング回路を提供するものである。

(ロ) 構成

本発明では前述の第2図に示すデコーダ25の誤り検出回路29の誤り検出信号によりミューテイング回路を動作させる方法ではなく、第2図に於ける4相DPSK復調回路19での受信状態を検出することにより正確なミューテイング動作信号を得るよう構成している。

(ハ) 実施例

第3図に従って本発明の一実施例を説明する。入力端子18から入力された4相DPSK信号は破線内28で示される4相DPSK復調回路に入力される。まず、4相DPSK信号がキャリア再生回路(Carrier Regenerator Circuit)31に入力され、該回路で、位相が一定値 $+\pi/2$ または $-\pi/2$ である2種類のキャリアが再生される。該再生されたキャリアは乗算器32によりそれぞれ入力4相DPSK信号と乗算される。該被乗算信号はそれぞれローパスフィルタ33によりキャ

リア成分及びキャリア周波数の2倍の成分が除去された後、それぞれゼロクロス識別器40,41により識別されることにより、2値信号に変換される。この2系列の2値信号はデータ再生回路(Code Regenerator Circuit)40により元のデジタルデータが再生される。この時のビットクロックはゼロクロス識別器40,41の出力信号を受けてタイミング再生回路(Retiming Circuit)42により再生される。前記デジタルデータは前述同様にデコーダ49に入力された後、D/A変換回路48により音声信号に復元され、スイッチ50,51,52を介して出力端子20,21,22より出力される。而して該スイッチ50,51,52は音声信号のミュートイングスイッチであり、ローパスフィルタ43より出力される信号の振幅を識別する振幅識別器43の出力信号を積分器44により平滑した信号により開閉されるよう構成されている。

本発明によるミュートイング動作をさらに第4図によって説明すると、第3図に於ける乗算器40のキャリアと4相DPSK信号が通常の位相関係、

即ち $\pi/4$ の場合は被乗算信号のローパスフィルタ43通過後の信号は第4図(a)に示す波形となり、その振幅はほぼ一定値(V_h)をとる。即ち、4相DPSK信号を $S(t)$ 、又該信号と $\pi/4$ の位相関係を持つキャリア信号を $C(t)$ とし、これら信号はそれぞれ(1)式および(2)式で表わされるものとする、それらの乗算結果は、(3)式で表わされる。尚、 ω はキャリア周波数、 ℓ は0, 1, 2, 3の4位相状態を表わす。

$$S(t) = A \cos(\omega t + \ell\pi/2) \quad \text{--- (1)}$$

$$C(t) = B \cos(\omega t + \pi/4) \quad \text{--- (2)}$$

$$S(t) \cdot C(t) = (A \cos(\omega t + \ell\pi/2)) (B \cos(\omega t + \pi/4)) = \frac{1}{2} AB \{ \cos(2\omega t + \frac{2\ell-1}{4}\pi) + \cos \frac{2\ell+1}{4}\pi \} \quad \text{--- (3)}$$

(3)式に於けるキャリア周波数の2倍成分を除去すると、その結果は(4)式で表わされる。即ち

$$S(t) \cdot C(t) = \frac{1}{2} AB \cos \frac{2\ell+1}{4}\pi \quad \text{--- (4)}$$

(4)式に於いて $A=B=1$ とし、 $\ell=0, 1, 2, 3$ を代入すると、(4)式で表わされる信号の振幅は $1/\sqrt{2}$ となることがわかる。即ち、前述の(V_h)

は $1/\sqrt{2}$ となる。

一方、キャリア信号の位相を4相DPSK信号に対して $\pi/2$ とした場合は、同様の計算により(5)式で表わされる結果となる。

$$S(t) \cdot C(t) = (A \cos(\omega t + \ell\pi/2)) (B \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})) = \frac{1}{2} AB \{ \cos(2\omega t + \frac{2\ell+1}{2}\pi) + \cos \frac{2\ell-1}{2}\pi \} \quad \text{--- (5)}$$

(5)式に於いて、キャリアの2倍成分を除去した後、 $A=B=1$ とし、 $\ell=0, 1, 2, 3$ を代入すると、(5)式で表わされる信号の振幅は1となる。この位相状態に於けるローパスフィルタ43の出力の信号を第4図(b)に示す。即ち振幅 V_h' は1となる。

さて、第4図(b)に示す状態は第3図に於いてキャリア再生回路(Carrier Regenerator)40での再生キャリアの位相ズレによって生じるものであり、且つ該位相ズレは受信状態の悪化により4相DPSK信号の S/N が低下し、キャリア再生回路40での位相ロックがはずれることによる。4相DPSKを利用した受信機に於いては、この

状態により発生するエラーが強大雑音を引き起こす。従って、位相ズレによる復調信号振幅の変化を検出することにより、スイッチ50,51,52を開閉すれば、前記雑音を避けることができる。実際の動作では、常時第4図(b)に示す信号が得られるわけではなく、第4図(a)と第4図(b)に示す信号及びその中間の振幅を有する信号が混在する為、第3図に示す振幅識別器43のスレッシュホールド V_t は、次式で示す値とするのが望ましい。

$$V_h < V_t < V_h' \quad \text{--- (6)}$$

尚、第3図では振幅識別器43への入力信号はローパスフィルタ43の出力としているが、これはローパスフィルタ43の出力でもよいことは言うまでもない。また本発明を4相の位相変調方式により説明したが、2相の場合でも応用可能である。

(c) 効果

このように本発明によれば、キャリア再生回路での位相ロックはずれを起した場合、その位相ロックはずれの状態が検出され、音声信号がミュートイング回路により遮断される。通常のデ

デジタル通信方式においては受信信号レベルの低下に伴うS/Nの悪化によりキャリア再生回路が正常に動作しなくなり、正常でない動作状態が復調後の音声信号に強大雑音を発生させるが、本発明の音声信号のミュートイング回路によれば、受信状態が極端に悪化しても聴感上有害な強大雑音を完全に避けることができる。

図面の簡単な説明

第1図は音声のデジタル通信方式を説明するためのブロック回路図、第2図は音声信号のミュートイング方法の従来例、第3図は本発明による音声信号のミュートイング回路を示すブロック回路図、第4図は本発明の動作説明図である。

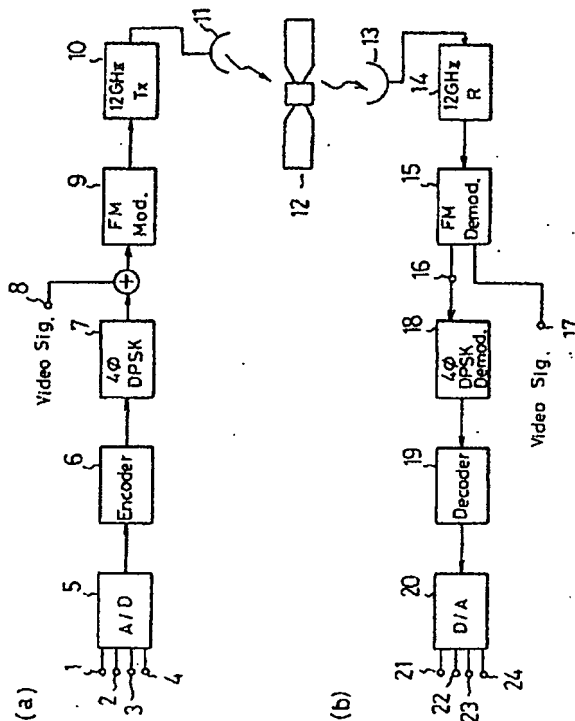
10…入力端子、11…乗算回路、12…L P F、13…ゼロクロス検出回路、14…データ再生回路、15…キャリア再生回路、16…タイミング再生回路、17…振幅検出回路、18…微分回路。

出願人 三洋電機株式会社

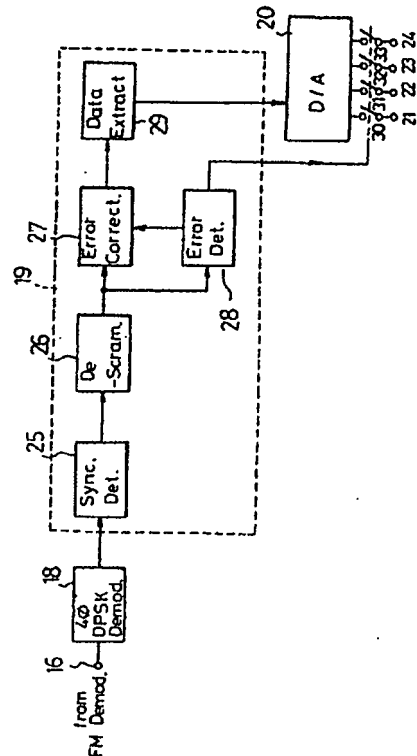
代理人 弁理士 佐野 静 夫



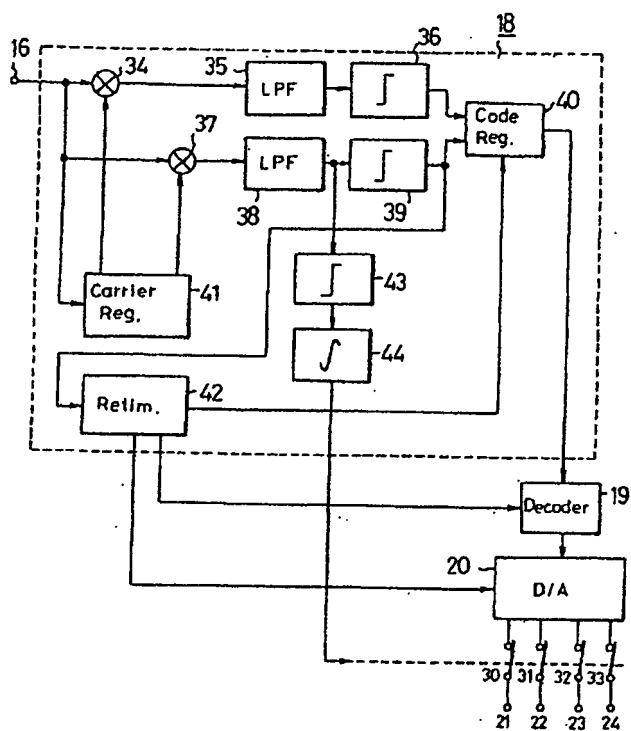
第1図



第2図



第3圖



特開昭60-24753(5)

第4圖

